

Docket No. 219800US2/pmh

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Tetsushi ABE, et al.

GAU: 2863

SERIAL NO: 10/076,407

EXAMINER:

FILED: February 19, 2002

FOR: TURBO-RECEPTION METHOD AND TURBO-RECEIVER

REQUEST FOR PRIORITY

ASSISTANT COMMISSIONER FOR PATENTS
WASHINGTON, D.C. 20231

SIR:

- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number [US App No], filed [US App Dt], is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Provisional Application Serial Number , filed , is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e).
- ☒ Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

<u>COUNTRY</u>	<u>APPLICATION NUMBER</u>	<u>MONTH/DAY/YEAR</u>
JAPAN	2001-043213	February 20, 2001
JAPAN	2001-111095	April 10, 2001
JAPAN	2001-258161	August 28, 2001
JAPAN	2002-010839	January 18, 2002

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- ☒ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee
- ☐ were filed in prior application Serial No. filed
- ☐ were submitted to the International Bureau in PCT Application Number .
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- ☐ (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and
(B) Application Serial No.(s)
 - ☐ are submitted herewith
 - ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee

RECEIVED

SEP 26 2002

Technology Center 2600

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McLELLAND
MAIER & NEUSTADT, P.C.

Marvin J. Spivak
Registration No. 24,913

Joseph A. Scafetta, Jr.
Registration No. 26,803



22850

Tel. (703) 413-3000
Fax. (703) 413-2220
(OSMMN 10/98)

RECEIVED
SEP - 6 2002
TC 2800 MAIL ROOM

RECEIVED
MAY 13 2002
TECHNOLOGY CENTER 2600

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

10/076,407

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日
Date of Application 2001年 2月20日

出願番号
Application Number: 特願2001-043213

[ST.10/C]: [JP2001-043213]

出願人
Applicant(s): 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

RECEIVED

SEP 26 2002

Technology Center 2600

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

RECEIVED

SEP 25 2002

Technology Center 2600

RECEIVED

SEP -6 2002

RECEIVED

MAY 13 2002

TC 2800 MAIL ROOM TECHNOLOGY CENTER 2800

2002年 2月12日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造

出証番号 出証特2002-3006672

【書類名】 特許願

【整理番号】 DCMH120420

【提出日】 平成13年 2月20日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03M

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

 【氏名】 阿部 哲士

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

 【氏名】 松本 正

【特許出願人】

 【識別番号】 392026693

 【氏名又は名称】 株式会社 エヌ・ティ・ティ・ドコモ

【代理人】

 【識別番号】 100066153

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 草野 卓

【選任した代理人】

 【識別番号】 100100642

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 稲垣 稔

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 002897

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9702599

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 多入力多出力ターボ受信方法及びチャネル推定方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 N 個 (N は 2 以上の整数) の送信機からの信号を M 個 (M は 2 以上の整数) のアンテナで受信するターボ受信方法であって、

N 個の復号器よりの送信符号化シンボル硬判定出力 $b_n(k)$ ($n = 1, \dots, N$) (k は離散的時刻) と、各アンテナの受信信号 r_m ($m = 1, \dots, M$) と、その受信信号中の既知信号とから、チャネル値 h_{mn} を計算し、

各復号器よりの事後対数尤度比からその事前尤度比を引算し、その引算値 $\lambda_2[b_n(k)]$ から軟判定送信シンボル $b'_n(k)$ を求め、

チャネル値 h_{mn} と軟判定送信シンボル $b'_n(k)$ を用いて、 n 番号目の送信機の送信信号に対する干渉を $\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}'(k)$ を計算し、

ここで

【数 1】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H(0) & \dots & H(Q-1) & 0 \\ & \ddots & & \ddots \\ 0 & H(0) & \dots & H(Q-1) \end{bmatrix}$$

$$H(q) = \begin{bmatrix} h_{11}(q) & \dots & h_{1N}(q) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1}(q) & \dots & h_{MN}(q) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}'(k) = [\mathbf{b}'(k+Q-1) \dots \mathbf{b}'(k) \dots \mathbf{b}'(k-Q+1)]$$

$$\mathbf{b}'(k+q) = [b'_1(k+q) \ b'_2(k+q) \dots b'_N(k+q)]^T$$

$$q = Q-1 \dots \dots Q+1 \quad q \neq 0 \text{ で}$$

$$\mathbf{b}'(k) = [b'_1(k) \dots 0 \dots b'_N(k)]^T \quad q = 0 \text{ で}$$

($\mathbf{b}'(k)$ の要素のゼロは n 番目)、 Q は各送信電波のマルチパスの数、 q

$= 1, \dots, Q$, T は転置行列である。

この符号間干渉 $I \cdot B'(k)$ を受信ベクトル $y(k)$ から差し引き差分ベクトル $y'(k)$ を求め、

ここで $y(k) = [r^T(k+Q-1) \ r^T(k+Q-2) \ \dots \ r^T(k)]$

$$r(k) = [r_1(k) \ r_2(k) \ \dots \ r_M(k)]^T$$

差分ベクトル $y'(k)$ とチャネル値 I とを用いて、最小平均 2 乗誤差規範で差分ベクトル $y'(k)$ 内の残余干渉成分を除去する n 番目の送信機よりの受信信号に対する適応フィルタ $w_n(k)$ を求め、

差分ベクトル $y'(k)$ を上記適応フィルタ $w_n(k)$ によりフィルタ処理して、 n 番目の送信機より送信信号に対する干渉除去された受信信号として対数尤度比を得て対応する復号器へ供給する

ことを特徴とする多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項 2】 2 回目以後の繰り返し処理において、既知信号と前回の処理で得られた送信符号化シンボル硬判定出力と、受信信号とを用いて、上記チャネル値 h_{mn} を計算することを特徴とする請求項 1 記載の多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項 3】 前回の処理で得られた送信符号化シンボル硬判定出力中の確からしさが所定値以上のものを上記チャネル値 h_{mn} の計算に用いることを特徴とする請求項 2 記載の多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項 4】 上記適応フィルタ $w_n(k)$ の計算における逆行列演算を逆行列の補助定理を用いて行うことを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項 5】 受信信号のチャネル（伝送路）を、受信信号と既知信号とから推定し、その推定したチャネルを用いて受信信号を処理し、その処理した信号に対し復号処理を行い、同一受信信号に対し上記推定したチャネルを利用した処理と復号処理とを繰り返し行う受信方法におけるチャネル推定方法において、

復号された硬判定情報シンボルの確からしさを、その軟判定情報シンボルの値から決定し、確からしさが所定値以上の硬判定情報シンボルをも次回のチャネル

推定に用いることを特徴とするチャネル推定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、例えば移動通信に適用され、干渉にもとづく波形歪を、ターボ符号技術を応用した繰り返し等化を行うターボ受信方法、特に多入力多出力システム用ターボ受信方法及びチャネル推定方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

移動体通信事業の課題は限られた周波数上でいかに高品質で多数のユーザを所有できるシステムを構築するかということにある。このような課題を解決する手段として多入力多出力（Multi-Input Multi-Output：MIMO）システムがある。このシステム構成は図6に示されているように複数の送信機S1～SNから同時刻、同周波数上で送信し、これらの送信信号を複数のアンテナ#1～#Mを備えるMIMO受信器で受信し、MIMO受信器は受信信号を処理し、各送信機S1～SNの送信シンボルを推定して出力端子Out1～OutNに別々に出力する。

【0003】

現在までのところMIMOシステムにおけるMIMO受信器の具体的な構成法に関する検討は十分に行われていない。MIMOシステムにおけるMIMO受信器の構成をMLSE（最尤推定）規範に基づいて行えば、送信機の数N、各送信機の送信電波がMIMO受信器に到達するマルチパスの数をQとすれば、MIMO受信器の計算量は $2^{(Q-1)N}$ の桁になってしまい、送信機数N、マルチパス数Qの増加に伴いその計算量は莫大なものとなる。そこでこの発明は計算効率のよいMIMO受信方法を提案するものであるがまずこの発明の元となる既存のシングルユーザ（送信機1台）用のターボ受信器について説明する。

【0004】

この場合の送信機、受信器の構成例を図7に示す。送信機10では情報系列c(i)の符号化が符号化器11で行われ、その符号化出力がインタリーバ12

でインタリーブ（並べ替え）された後、変調器 13 で変調搬送波信号を変調し、その変調出力が送信される。この送信信号の伝送路（マルチパスの各チャネル）を通じて受信器 20 に受信される。受信器 20 では等化器 21 により遅延波の等化が行われる。

シングルユーザ用ターボ受信器構成

シングルユーザの場合図 6 で $N = 1$ にあたり、各受信アンテナ # m ($m = 1, 2, \dots, M$) における出力は、

$$r_m(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} h_m(q) \cdot b(k-q) + v_m(k) \quad (1)$$

と表すことができる。 m はアンテナインデックス、 h はチャネルパラメタ（伝送路インパルス応答）、 v は受信器 20 の内部の熱雑音である。そして全てのアンテナ # 1 ~ # M からの出力を式 (2) のベクトルとして表わし、式 (3)

$$\mathbf{r}(k) = [r_1(k) \ r_2(k) \ \dots \ r_M(k)]^T \quad (2)$$

$$= \sum_{q=0}^{Q-1} \mathbf{H}(q) \cdot \mathbf{b}(k-q) + \mathbf{v}(k) \quad (3)$$

を定義する。ここで、

$$\mathbf{v}(k) = [v_1(k) \ v_2(k) \ \dots \ v_M(k)] \quad (4)$$

$$\mathbf{H}(q) = [h_1(q) \ \dots \ h_M(q)]^T \quad (5)$$

である。また $[\]^T$ は転置行列を表わす。次にマルチパス（チャネル）の数 Q を考慮して以下のベクトルを定義する。

【0005】

$$\mathbf{y}(k) \equiv [\mathbf{r}^T(k+Q-1) \ \mathbf{r}^T(k+Q-2) \ \dots \ \mathbf{r}^T(k)]^T \quad (6)$$

$$\equiv \mathbf{H} \cdot \mathbf{b}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (7)$$

ここで、

【0006】

【数 2】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H(0) & \dots & H(Q-1) & 0 \\ & \ddots & & \ddots \\ 0 & H(0) & \dots & H(Q-1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

【 0 0 0 7 】

ただし、

$$\mathbf{b}(k-Q) = [b(k+Q-1) \ b(k+Q-2) \ \cdots \ b(k-Q+1)]^T \quad (9)$$

$$\mathbf{n}(k) = [\mathbf{v}^T(k+Q-1) \ \mathbf{v}^T(k+Q-2) \ \cdots \ \mathbf{v}^T(k)]^T \quad (10)$$

である。

上で定義した $\mathbf{r}(k)$ が等化器 2 1 に入力され、この MIMO 等化器 2 1 は線形等化器であって、フィルタ出力として各符号化ビット $\{b(i)\}$ が +1 である確率と -1 である確率の対数尤度比 Λ_1 (LLR: Log-Likelihood Ratio) が導出される。

【 0 0 0 8 】

【 数 3 】

$$\Lambda_1[b(k)] = \log \frac{\Pr[b(k)=+1|Y(k)]}{\Pr[b(k)=-1|Y(k)]} \quad (11)$$

$$\equiv \lambda_1[b(k)] + \lambda_2^P[b(k)] \quad (12)$$

【 0 0 0 9 】

である。ここで $\lambda_1[b(k)]$ は後続の復号器 2 3 に送られる外部情報、 $\lambda_2^P[b(k)]$ は等化器 2 1 に与えられる事前情報である。対数尤度比 $\Lambda_1[b(k)]$ は事前情報 $\lambda_2^P[b(k)]$ が減算器 2 2 で減算され、更にデインタリーバ 2 3 を介してチャネル復号器 2 4 へ供給される。この復号器 2 4 は対数尤度比 Λ_2 、

【 0 0 1 0 】

【数 4】

$$\Lambda_2[b(i)] = \log \frac{\Pr[b(i) = +1 | \lambda_1[b(i)], i = 0, \dots, B-1]}{\Pr[b(i) = -1 | \lambda_1[b(i)], i = 0, \dots, B-1]} \quad (13)$$

B : フレーム長

$$\equiv \lambda_2[b(i)] + \lambda_1^p[b(i)] \quad (14)$$

【0 0 1 1】

を算出する。ここで $\lambda_2[b(i)]$ は繰り返しの際に等化器 2 1 に $\lambda_2^p[b(k)]$ として与えられる外部情報であり、 $\lambda_1[b(k)]$ が復号器 2 4 に事前情報 $\lambda_1^p[b(i)]$ として与えられる。 $\Lambda_2[b(i)]$ は減算器 2 5 で $\lambda_1[b(i)]$ が減算され、インタリーバ 2 6 を介して等化器 2 1 及び減算器 2 2 へ供給される。このようにして繰り返し等化、復号が行われて誤り率の向上が達成される。

次に前段の等化器 2 1 の詳細として受信ベクトル $\mathbf{y}(k)$ に施す線形フィルタの算定について述べる。等化器 2 1 の事前情報 $\lambda_2^p[b(k)]$ を用いて軟判定シンボル推定値

$$b'(k) = \tanh[\lambda_2^p[b(k)]/2] \quad (15)$$

を算出する。そして、この推定値とチャネル値 \mathbf{H} を用いて干渉成分 $\mathbf{H} \cdot \mathbf{b}'(k)$ を再生し、受信信号から引き算する。つまり

$$\mathbf{y}'(k) \equiv \mathbf{y}(k) - \mathbf{H} \cdot \mathbf{b}'(k) \quad (16)$$

$$= \mathbf{H} \cdot (\mathbf{b}(k) - \mathbf{b}'(k)) + \mathbf{n}(k) \quad (17)$$

ここで、

$$\mathbf{b}'(k) = [b'(k+Q-1) \dots 0 \dots b'(k-Q+1)]^T \quad (18)$$

を計算する。次に干渉成分の残りを消す線形フィルタ $\mathbf{w}(k)$ を以下の MMSE (最小平均 2 乗誤差) 規範で求める。

【0 0 1 2】

$$\mathbf{w}(k) = \arg \min \|\mathbf{w}^H(k) \cdot \mathbf{y}'(k) - b(k)\|^2 \quad (19)$$

\mathbf{H} は共役転置を表わし、 $\|\cdot\|$ はノルムを表わす。

式 (19) により最小となる $\mathbf{w}(k)$ を求める。

以下の $\mathbf{w}(k)$ の導出は文献：Daryl Reynolds and Xiaodong Wang, “Low Complexity Turbo-Equalization for Diversity Channels” (<http://ee.tamu.edu/reynolds/>) に記載されている。この手法の主な達成事項として計算量の大幅削減がある。従来のMLSE型ターボの計算量 2^{Q-1} のオーダーに比例していたのに対し、この手法は Q^3 のオーダーで抑えられている。なお $\mathbf{w}^H(k) \cdot \mathbf{y}'(k)$ は等化器 21 の出力であって、これから $\lambda_1 [b(k)]$ が計算されてデインタリーバ 23 を介して復号器 24 へ供給され、復号演算が行われる。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】

上記のターボ受信器は以下の課題を持っている。

- ・シングルユーザ（一台の送信機）のみ対応である。
- ・干渉成分を再生する際にチャネル値（行列H）が必要であり、実装の際にはこれを推定する必要がある。

その推定誤差が繰り返し等化の効果を劣化させてしまう。

この発明の目的はこの2点を補うべく以下にこの受信器をマルチユーザ、つまり複数送信機（MIMO）システム用に拡張し、チャネル推定器を受信器の構成として導入した多入力多出力（MIMO）受信方法を提供することにある。

【0014】

【課題を解決するための手段】

この発明はN個（Nは2以上の整数）の送信機からの信号をM個（Mは2以上の整数）のアンテナで受信するターボ受信方法であって、N個の復号器よりの送信符号化シンボル硬判定出力 $b_n(k)$ （ $n=1, \dots, N$ ）（ k は離散的時刻）と、各アンテナの受信信号 r_m （ $m=1, \dots, M$ ）と、その受信信号中の既知信号とから、チャネル値 h_{mn} を計算し、各復号器よりの事後対数尤度比からその事前尤度比を引算し、その引算値 $\lambda_2 [b_n(k)]$ から軟判定送信シンボル $b'_n(k)$ を求め、チャネル値 h_{mn} と軟判定送信シンボル $b'_n(k)$ を用いて、 n 番号目の送信機よりの送信信号自身が作る符号間干渉と n 番号目の送信機以外の送信機の送信信号によって作られる干渉成分 $\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}'(k)$ を計算し、ここで

【0 0 1 5】

【数 5】

$$H = \begin{bmatrix} H(0) & \cdots & H(Q-1) & 0 \\ & \ddots & & \ddots \\ 0 & & H(0) & \cdots & H(Q-1) \end{bmatrix}$$

$$H(q) = \begin{bmatrix} h_{11}(q) & \cdots & h_{1N}(q) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1}(q) & \cdots & h_{MN}(q) \end{bmatrix}$$

【0 0 1 6】

$$\mathbf{B}'(k) = [\mathbf{b}'(k+Q-1) \cdots \mathbf{b}'(k) \cdots \mathbf{b}'(k-Q+1)]^T$$

$$\mathbf{b}'(k+q) = [b'_1(k+q) \ b'_2(k+q) \cdots b'_N(k+q)]^T$$

$$q = Q-1, \dots, -Q+1 \quad q \neq 0 \text{ で}$$

$$\mathbf{b}'(k) = [b'_1(k) \cdots 0 \cdots b'_N(k)]^T \quad q = 0 \text{ で}$$

($\mathbf{b}'(k)$ の要素のゼロは n 番目)、 Q は各送信電波のマルチパスの数、 $q = 1, \dots, Q$ 、 T は転置行列である。

【0 0 1 7】

この符号間干渉 $\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}'(k)$ を受信ベクトル $\mathbf{y}(k)$ から差し引き差分ベクトル $\mathbf{y}'(k)$ を求め、

$$\text{ここで } \mathbf{y}(k) = [\mathbf{r}^T(k+Q-1) \ \mathbf{r}^T(k+Q-2) \cdots \mathbf{r}^T(k)]$$

$$\mathbf{r}(k) = [r_1(k) \ r_2(k) \cdots r_M(k)]^T$$

差分ベクトル $\mathbf{y}'(k)$ とチャネル値 \mathbf{H} とを用いて最小平均 2 乗誤差規範で差分ベクトル $\mathbf{y}'(k)$ 内の残余干渉成分を除去する n 番目の送信機よりの受信信号に対する適応フィルタ $\mathbf{w}_n(k)$ を求め、差分ベクトル $\mathbf{y}'(k)$ を上記適応フィルタ $\mathbf{w}_n(k)$ によりフィルタ処理して、 n 番目の送信機より

送信信号に対する干渉除去された受信信号として対数尤度比を得て対応する復号器へ供給する。

【0018】

【発明の実施の形態】

図1にこの発明が適用されるMIMOシステムの構成例を示す。

送信側において各N個の送信機S1…SNにおいて

情報系列 $c_1(i) \dots c_N(i)$ がそれぞれ符号器11-1, ..., 11-Nで符号化され、これら符号出力はインタリーバ12-1, ..., 12-Nを通じて変調器13-1, ..., 13-Nに変調信号として供給され、これら変調信号により搬送波信号が変調されて信号 $b_1(k), \dots, b_N(k)$ として送信される。伝送路(チャネル)を通じて多入力多出力(MIMO)受信器に受信された受信信号 $r(k)$ はMIMO用線形等化器31に入力され、この等化器31からN個の対数尤度比 $\Lambda_1[b_1(k)], \dots, \Lambda_1[b_N(k)]$ が出力される。 $\Lambda_1[b_1(k)], \dots, \Lambda_1[b_N(k)]$ はそれぞれ事前情報 $\lambda_1[b_1(k)], \dots, \lambda_1[b_N(k)]$ が減算器22-1, ..., 22-Nでそれぞれ減算され、デインタリーバ23-1, ..., 23-Nを通じて軟入力軟出力復号器(チャネル復号器)24-1, ..., 24-Nにて復号され、復号情報系列 $c'_1(i), \dots, c'_N(i)$ が出力されると共に対数尤度比 $\Lambda_2[b_1(i)], \dots, \Lambda_2[b_N(i)]$ がそれぞれ出力される。 $\Lambda_2[b_1(i)], \dots, \Lambda_2[b_N(i)]$ は減算器25-1, ..., 25-Nにより $\lambda_1[b_1(i)], \dots, \lambda_1[b_N(i)]$ がそれぞれ減算され、更に、インタリーバ26-1, ..., 26-Nをそれぞれ通じて $\lambda_2[b_1(k)], \dots, \lambda_2[b_N(k)]$ としてMIMO用線形等化器31及び減算器22-1, ..., 22-Nにそれぞれ供給される。

【0019】

マルチユーザ(複数送信機)からの受信信号 $r_m(k)$ は、

$$r_m(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n=1}^N h_{mn}(q) \cdot b_n(k-q) + v_m(k) \quad (20)$$

と複数ユーザ分足し合わせたものとなる。そしてシングルユーザの場合と同じ手順でベクトル $y(k)$ を定義すると、

$$\mathbf{y}^T(k) \equiv [\mathbf{r}^T(k+Q-1) \ \mathbf{r}^T(k+Q-2) \ \dots \ \mathbf{r}^T(k)]^T \quad (21)$$

$$= \mathbf{H} \cdot \mathbf{B}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (22)$$

ここで、

【0020】

【数6】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H(0) & \dots & H(Q-1) & 0 \\ & \ddots & & \ddots \\ 0 & H(0) & \dots & H(Q-1) \end{bmatrix} \quad (23)$$

【0021】

ただし、

【数7】

$$H(q) = \begin{bmatrix} h_{11}(q) & \dots & h_{1N}(q) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1}(q) & \dots & h_{MN}(q) \end{bmatrix} \quad (24)$$

【0022】

$$\mathbf{B}(k) = [\mathbf{b}(k+Q-1) \ \dots \ \mathbf{b}(k) \ \dots \ \mathbf{b}(k-Q+1)]^T \quad (25)$$

$$\mathbf{b}(k+q) = [b_1(k+q) \ b_2(k+q) \ \dots \ b_N(k+q)]^T$$

$$q = Q-1, Q-2, \dots, -Q+1 \quad (26)$$

となる。

次に干渉除去ステップにおいて、今第 n 番目のユーザ（送信機）からの信号が所望であると仮定する。今回は全ユーザ（送信機）よりの信号の軟判定シンボル推定値とチャネル値（伝送路インパルス応答値行列） \mathbf{H} を用いて、第 n 番目以外のユーザの信号と第 n 番目のユーザの信号自身が作る干渉を再生して以下のよう

【0023】

$$\mathbf{y}'(k) \equiv \mathbf{y}(k) - \mathbf{H} \cdot \mathbf{B}'(k) \quad (27)$$

$$= \mathbf{H} \cdot (\mathbf{B}(k) - \mathbf{B}'(k)) + \mathbf{n}(k) \quad (28)$$

ここで、

$$\mathbf{B}'(k) = [\mathbf{b}'(k+Q-1) \cdots \mathbf{b}'(k) \cdots \mathbf{b}'(k-Q+1)]^T \quad (29)$$

そして、

$$\mathbf{b}'(k-q) = [\mathbf{b}'_1(k+q) \mathbf{b}'_2(k+q) \cdots \mathbf{b}'_N(k+q)]^T \quad q=Q-1, \dots, -Q+1, q \neq 0 \quad (30)$$

$$\mathbf{b}'(k) = [\mathbf{b}'_1(k) \cdots 0 \cdots \mathbf{b}'_N(k)]^T \quad q=0 \quad (31)$$

$\mathbf{b}'(k)$ の要素中の 0 は n 番目である。

$\mathbf{b}'_n(k)$ は式 (15) と同様に $\mathbf{b}'_n(k) = \tanh[\lambda_2 [b_n(k)]/2]$ を計算して求めた軟判定送信シンボル推定値である。

【0024】

次に干渉成分の残り、つまり第 n 番目自身の信号が作る干渉成分を消す第 n 番目のユーザ用のフィルタ $\mathbf{w}_n(k)$ を以下の式 (32) を最小とする $\mathbf{w}(k)$ を MMSE (最小平均 2 乗誤差) 規範で求める。

$$\mathbf{w}_n(k) = \arg \min \|\mathbf{w}_n^H(k) \cdot \mathbf{y}'(k) - b_n(k)\|^2 \quad (32)$$

以下の操作はシングルユーザの場合と同一である。つまり求めた $\mathbf{w}_n(k)$ を用いて $\mathbf{w}_n^H(k) \cdot \mathbf{y}'(k)$ を計算し、その計算結果をデインタリバ 23-n を介して $\lambda_1 [b_n(i)]$ として、復号器 24-n に入力して復号演算が行われる。

【0025】

以上ユーザ 1 から N まで以上の方法でフィルタ (線形等化) 処理を求めていく。その結果等化器 31 の出力数は N となり、各々の復号器 24-1, ..., 24-N により復号できる。以上がシングルユーザ用ターボ受信器のマルチユーザ (MIMO) 用への拡張である。

次にチャネル値推定部 28 について述べる。チャネル (伝送路インパルス応答) 推定はアンテナ毎に受信信号

$$r_m(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n=1}^N h_{mn}(q) \cdot b_n(k-q) + v_m(k) \quad (33)$$

内の $h_{mn}(q)$ の値とノイズ $v_m(k)$ の平均電力 ($\equiv \sigma^2$) を求めることである。通常送信側は図 2 A に示すように受信器で既知のユニークワードを各送信フレームの始めに挿入し、受信器はそのユニークワード（既知信号）をトレーニング系列として RLS（再帰的最小 2 乗法）などを用いてチャネル値を推定していく。各チャネル復号器 24-1, ..., 24-N から、その対数尤度比 $\Lambda_2[b_1(i)], \dots, \Lambda_2[b_N(i)]$ のそれぞれについて、正であれば +1 を負であれば -1 をそれぞれ復号変調信号（送信符号化シンボル硬判定出力） $b_1^*(i), \dots, b_N^*(i)$ として出力し、これら $b_1^*(i), \dots, b_N^*(i)$ はインタリーバ 27-1, ..., 27-N を通じて繰り返しチャネル推定器 28 に入力される。チャネル推定器 28 には受信信号 $r(k)$ が入力されると共にユニークワード記憶部 29 からユニークワードが入力される。チャネル推定器 28 はこれら入力された信号に基づき、式 (33) の各 $h_{mn}(q)$ と σ^2 の各値を最小 2 乗法により推定する。この推定は伝送路のインパルス応答を推定して受信信号を適応フィルタにより適応的に等化する場合のインパルス応答の推定と同様の手法で行うことができる。

【0026】

このようにトレーニング系列を用いるのは通常用いられる手法であるが、正味の伝送速度を上げるには 1 フレーム内のユニークワードの占める割合を小さくする必要があり、そうすればチャネル推定の誤差は増大する。そしてその誤差が上記の繰り返し等化の特性を劣化させてしまう。そこでチャネルの繰り返し推定を次のようにするとよい。

その概念を図 2 B に示す。これは同一受信信号の繰り返し等化処理の各段階でチャネルも繰り返し推定していこうというものである。つまり 1 回目においてはユニークワードの後の情報シンボル系列に対しては、ユニークワードを用いたチャネル推定値を用いて等化し送信シンボルを推定するが、2 回目以降の等化処理の前に、そのユニークワードを用いてチャネル推定を行い、前回の復号処理で得られたシンボル推定値（硬判定値）を用いてフレーム内全体でチャネル推定を行

う。この場合、全ての硬判定値を用いるのではなく、確からしいと判断された硬判定値のみを用いるとよい。硬判定は復号器 2 4 - n からの対数尤度比 $\Lambda_2 [b_n(i)]$ を用いてこれが正なら +1、負なら -1 とすることによって行われる。その際その対数尤度比 $\Lambda_2 [b_n(i)]$ の絶対値が大きいほどその硬判定値は確からしいと言える（例えば、対数尤度 0.3 を 1 と判定した時の 1 よりも、対数尤度 5 を 1 と判定したときの 1の方が確からしい）。そこで以下にしきい値を用いて確からしい硬判定値 $b_n(i)$ を選定し、それを用いて繰り返しチャネル推定を行う方法を説明する。

【 0 0 2 7 】

まず対数尤度比を用いて、シンボルの軟判定値を、

$$b'_n(i) = \tanh [\Lambda_2 [b_n(i)] / 2]$$

として求める。この操作は対数尤度値を 1 に規格化し絶対値が 1 を超えることはないようにするためである。次に予めしきい値（0 と 1 の間）を用意しておき、その軟判定値 $b'_n(i)$ の絶対値がそのしきい値よりも大きいものに対してその硬判定値 $b'_n(i)$ を保存しておき、これを繰り返しチャネル推定に用いる。例えばしきい値を 0.9 に設定すると軟判定値 $b'_n(i)$ のうち絶対値が 0.9 以上のもののみが選別される。しきい値が 0.9 と高いため選別された硬判定値 $b'_n(i)$ の確からしさは高いと考えられるから、これらを利用して行う繰り返しチャネル推定の精度は上がると考えられるが、その分、選別されるシンボル数が減少するため繰り返しチャネル推定精度は下がるとも考えられる。つまり最適なしきい値を 0 と 1 の間で選定する必要がある。補足として仮にしきい値を 1 と設定した場合、選定される硬判定値 $b'_n(i)$ はないため繰り返しチャネル推定は行われないうことになる。そこで後で述べるが、しきい値は 0.1 ~ 0.6 程度に設定して行う。

【 0 0 2 8 】

従って 1 回目の情報シンボル系列に対する送信シンボル推定値（硬判定値） $b_1(i), \dots, b_N(i)$ 中のしきい値により確からしいと判断されたシンボル値をインタリーバ 2 7 - 1, ..., 2 7 - N の出力から前回送信シンボル推定値として前回シンボル記憶部 3 2 に記憶しておき、受信信号 $r(k)$ の 2 回目の

繰り返し等化復号処理においては（受信信号 $\mathbf{r}(k)$ は記憶部に記憶してある）、まずユニークワードを用いてチャネル推定を行い、更に情報シンボル系列に対して、前回シンボル記憶部 3 2 から、推定送信シンボル硬判定推定値 $b_1(i)$, ..., $b_N(i)$ 中の確からしいと判定されたシンボル値を読み出してチャネル推定器 2 8 に入力して、チャネル推定を行い、つまりフレーム内全体でのチャネル推定を行い、その $h_{mn}(q)$, σ^2 を用いて、受信信号 $\mathbf{r}(k)$ に対する等化、復号（送信シンボル推定）を行う。この際にその推定した送信シンボル中のしきい値により確からしいと判定されたシンボル値で前回シンボル記憶部 3 2 の記憶内容を更新しておく。以下同様にして、等化、復号の繰り返しの際におけるチャネル推定はユニークワードを用いる推定と、前回の推定送信シンボル中の確からしいと判定されたものを用いる推定とによりフレーム内全体でチャネル推定を行う。その推定チャネルを用いて等化、復号（送信シンボル推定）を行い、また前回シンボル記憶部 3 2 の更新を行う。なおこの前回シンボル記憶部 3 2 には復号器からの送信シンボル硬判定値 $b_1(i)$, ..., $b_N(i)$ 中のしきい値により確からしいと判定されたシンボル値を前回シンボル記憶部 3 2 に直接格納更新し、この前回シンボル記憶部 3 2 の記憶シンボル値を利用する場合にインターバ 2 7 - 1, ..., 2 7 - N を通してチャネル推定器 2 8 へ入力するようにしてもよい。

【 0 0 2 9 】

このようにすることによって繰り返しにより、チャネル推定の誤差が減少し、シンボル推定の精度が向上し、ターボ等化におけるチャネル推定誤差による特性劣化の問題を改善することができる。

所で式 (3 2) の解は

$$\mathbf{w}_n(k) = (\mathbf{H} \mathbf{G}(k) \mathbf{H}^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{h} \quad (34)$$

\mathbf{I} は単位行列、 σ^2 は雑音電力であり、

$$\begin{aligned} \mathbf{G}(k) &\equiv E[(\mathbf{B}(k) - \mathbf{B}'(k)) \cdot (\mathbf{B}(k) - \mathbf{B}'(k))^H] \\ &= \text{diag}[\mathbf{D}(k+Q-1), \dots, \mathbf{D}(k), \dots, \mathbf{D}(k-Q+1)] \end{aligned} \quad (35)$$

diagは対角行列（対角線の要素以外の要素はゼロ）を表わす。

【0 0 3 0】

また

$$\mathbf{D}(k+q) = \text{diag} [1 - b'^2_1(k+q), \dots, 1 - b'^2_n(k+q), \dots, 1 - b'^2_N(k+q)] \quad (36)$$

$$q = Q-1, Q-2, \dots, -Q+1, q \neq 0$$

 $q = 0$ の時は

$$\mathbf{D}(k) = \text{diag} [1 - b'^2_1(k), \dots, 1, \dots, 1 - b'^2_N(k)] \quad (37)$$

ベクトル中の1はn番目のもの(n番目のユーザを所望の信号としている)である。

【0 0 3 1】

【数8】

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} H_1, (Q-1) \cdot N + n \\ H_2, (Q-1) \cdot N + n \\ \vdots \\ H_{M \cdot Q}, (Q-1) \cdot N + n \end{bmatrix} \quad (38)$$

【0 0 3 2】

つまり \mathbf{h} は式(23)の $\mathbf{H}\mathbf{I}$ の $(Q-1) \cdot N + n$ 列目の全要素からなる。MIMO線形等化器31ではチャネル推定器28で推定されたチャネル $\mathbf{H}\mathbf{I}$ を用いてフィルタベクトル $\mathbf{w}_n(k)$ を式(34)を演算して求める。

式(34)は逆行列演算を行うことになるが、この逆行列の補助定理(Matrix Inversion Lemma)を用いることにより演算量を削減することができる。つまり式(36)及び(37)の各 b'^2 の部分を全て1に近似すると、

$$\mathbf{D}(k+q) = \text{diag} [0, \dots, 0] = 0 \quad (39)$$

$$\mathbf{D}(k) = \text{diag} [0, \dots, 1, \dots, 0] \quad (40)$$

つまり、 $\mathbf{D}(k)$ の要素中の n 行 n 列の要素のみが1で、他の全ての要素は0となる。これら式(39)、(40)で決まる式(35)の $\mathbf{G}(k)$ を式(34)に代入すると、

$$\mathbf{w}_n(k) = (\mathbf{h}(k) \cdot \mathbf{h}(k)^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{h}(k) \quad (41)$$

となる。 $\mathbf{h}(k)$ は式 (38) で定義されたもの。

【0033】

この式 (41) に対し、逆行列の補助定理を適用する。この逆行列の補助定理は A 、 B を (M, M) の正値行列、 C を (M, N) 行列、 D を (N, N) の正値行列とし、 $A = B^{-1} + CD^{-1}C^H$ で表される場合、 A の逆行列は

$$A^{-1} = B - BC(D + C^H B B C)^{-1} C^H B \quad (42)$$

で与えられる。式 (41) 中の逆行列演算の部分にこの定理を適用すると、

$$\mathbf{h}(k) \cdot \mathbf{h}(k)^H + \sigma^2 \mathbf{I} = B^{-1} + CD^{-1}C^H$$

$$\mathbf{h}(k) \cdot \mathbf{h}(k)^H = CD^{-1}C^H, \quad \sigma^2 \mathbf{I} = B^{-1}, \quad \mathbf{h}(k) = C$$

$$\mathbf{I} = D^{-1}, \quad \mathbf{h}(k)^H = C^H$$

となり、これを用いて式 (42) を計算すれば式 (41) 中の逆行列演算が求まる。なお式 (42) 中にも逆行列演算 $(D + C^H B B C)^{-1}$ が含まれるが、この逆行列もスカラーとなるから同様の手法により計算することができる。

【0034】

前述したように繰り返しチャネル推定にユニークワードのような既知情報のみならず、情報シンボルの硬判定値、特にその確からしいものを用いることは、前記多入力多出力ターボ受信方法に利用する場合に限らず、一般的に、受信信号のチャネル（伝送路）を、受信信号と既知信号とから推定し、その推定したチャネルを用いて受信信号を処理して復号を行い、その復号信号を利用して、同一受信信号を繰り返し、推定したチャネルによる処理と復号処理とを行う受信方法におけるチャネル推定方法に適用できる。

【0035】

図 8 に推定チャネルにより線形等化フィルタを決定し、その線形等化フィルタにより受信信号を処理し、その処理した信号を復号しその復号信号を利用して、同一受信信号を繰り返し処理するターボイコライザ 41 に適用した例を示す。受信信号 $r(k)$ はターボイコライザ 41 へ入力されると共に、チャネル推定器 42 へ供給され、チャネル推定器 42 では受信信号 $r(k)$ と記憶部 29 からのユニークワードとによりチャネル（伝送路特性）が推定され、その推定されたチャ

ネルによりターボイコライザ 4 1 内で等化が行われ、受信信号 $r(k)$ が処理され、その後、復号処理が行われ、復号データ $c'(i)$ が出力されると共に、軟判定値 $b'(i)$ が出力される。軟判定値 $b'(i)$ はシンボル選定器 4 3 に入力されその軟判定値 $b'(i)$ の絶対値がしきい値 T_h 以上であれば、その硬判定値 $b^{\wedge}(i)$ は確からしい（信頼性が高い）ものとして前回シンボル記憶部 3 2 に格納され、以後における同一受信信号 $r(k)$ を繰り返し受信処理（イコライズ処理）する際のチャネル推定部 4 2 におけるチャネル推定処理においては、ユニークワードのみならず、前回シンボル記憶部 3 2 に記憶されている情報シンボルの硬判定値 $b^{\wedge}(i)$ も用いる。

【 0 0 3 6 】

ターボイコライザ 4 1 は例えば図 1 に示した受信器中の繰り返しチャネル推定器 2 8、ユニークワード記憶部 2 9、前回シンボル記憶部 3 2 を除いた部分である。図 7 中の受信器であってもよい。つまり、この場合も式 (19) の解は、ウィナー解により下記となる。

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(k) &= E[\mathbf{y}'(k) \mathbf{y}^H(k)] \cdot E[b(k) \cdot \mathbf{y}'(k)] \\ &= [H \Lambda(k) H + \sigma^2 I] \cdot \mathbf{h} \end{aligned}$$

ここで H は式 (8) で定義されたものであり、

$$\mathbf{h} \equiv [H(Q-1), \dots, H(0)]^T$$

$H(\)$ は式 (5) で定義されたもの、 $\sigma^2 = E[\|\mathbf{v}\|^2]$ (雑音の分散)

$$\Lambda(k) = \text{diag}[1 - b'^2(k+Q-1), \dots, 1, \dots, 1 - b'^2(k-Q+1)]$$

このように図 7 中の受信器においても、チャネル $H(\)$ を推定し、このチャネル $H(\)$ を用いて等化フィルタ $\mathbf{w}(k)$ を求め、受信信号をフィルタ $\mathbf{w}(k)$ で処理し、その処理した出力に対し復号処理を行う。従ってこの繰り返し受信処理において、前記信頼性のある硬判定情報シンボルもチャネル推定に用いることにより、正しいチャネル推定を得ることができる。

【 0 0 3 7 】

図 9 はレーク (RAKE) 受信器を用いた繰り返し受信に前記繰り返しチャネル推定方法を適用した例を示す。受信信号 $r(k)$ は RAKE 受信器 4 5 とチャ

ネル推定器 4 2 に供給される。1 回目はチャネル推定器 4 2 で受信信号 $r(k)$ とユニークワードとよりチャネルが推定され、RAKE 受信器 4 5 内において、各シンボルが伝送路で受けた位相回転に対する補償と RAKE 合成処理が推定されたチャネルにより行われ、つまり時間ダイバーシチ処理が行われてターボデコーダ 4 6 へ出力される。ターボデコーダ 4 6 より復号データ $c'(i)$ と、軟判定値 $b'(i)$ が出力され、軟判定値 $b'(i)$ はシンボル選定器 4 3 に入力され、前記例同様に、その確らしいものの情報シンボルの硬判定値 $b^{\wedge}(i)$ が前回シンボル記憶部 3 2 に格納される。2 回目以後の RAKE 受信ターボデコーディングの繰り返し受信処理においては、チャネル推定器 4 2 でユニークワードのみならず、前回の情報シンボルの硬判定値もチャネル推定に利用される。これにより、チャネルの推定がより正確に行えるため、品質の向上が図れる。

【0038】

図 1 0 はアダプティブ（適応）アレーアンテナを用いた繰り返し受信に、前記繰り返しチャネル推定方法を適用した例を示す。受信信号 $r(k)$ はアダプティブアレーアンテナ受信器 4 7 に受信され、その受信信号はチャネル推定器 4 2 に分岐入力され、ユニークワードとによりチャネル推定が行われ、その推定したチャネル推定を用いて、アダプティブアレーアンテナ受信器 4 7 のアンテナ指向特性が、目的波の到来方向に主ビームが向き、干渉波の到来方向にヌルが向くように、アレー重み決定部 4 8 で各アンテナ素子、又は対応する受信経路に対する重みが決定され、その重みが割当箇所を設定される。アダプティブアレーアンテナ受信器 4 1 の受信出力はターボデコーダ 4 6 へ供給されて復号され、その復号データ $c'(i)$ と軟判定値 $b'(i)$ が出力され、軟判定値 $b'(i)$ はシンボル選定器 4 3 に入力され、確からしい硬判定値が前回シンボル記憶部 3 2 に記憶される。2 回目以後のアダプティブアレーアンテナ受信器ターボデコーダ 4 6 の繰り返し受信処理においてはチャネル推定器 4 2 でユニークワードのみならず、前回の情報シンボルの硬判定値もチャネル推定に利用される。これによりチャネル推定がより正しく行われ、その結果、アンテナ指向特性の制御がより正確に行われ、品質の向上が図れる。

【0039】

なお図 8 におけるターボイコライザ 4 1 は簡略に示すと、図 1 1 A に示すように軟入力軟出力 (S I S O) イコライザ (等化器) 4 1 a と S I S O デコーダ (復号器) 4 1 b の直列接続の形式であり、これら等化器 4 1 a と復号器 4 1 b 間で繰り返し動作が行われる。図 9、図 1 0 中のターボデコーダ 4 6 は簡略に示すと、図 1 1 B に示すように、S I S O デコーダ 4 6 a と S I S O デコーダ 4 6 b の直列接続の形式であり、デコーダ 4 6 a と 4 6 b 間で繰り返し復号が行われる。図 9、図 1 0 はターボデコーダでなく、S I S O デコーダ一つでもよい。

【0 0 4 0】

以上の図 8 乃至図 1 0 に示した例をまとめて図 1 2 に示す。つまり受信信号を繰り返し受信器 4 9 でまず、チャネル推定器 4 2 で推定したチャネルにより処理し、その処理した信号を復号処理し、その復号処理結果として復号データ $c' (i)$ とその軟判定値 $b' (i)$ を出力し、その軟判定値 $b' (i)$ をシンボル選定器 4 3 において、しきい値により硬判定した場合に、確からしいか否かを判定し、確からしいと判定されたものはその硬判定値を前回シンボル記憶部 3 2 に格納して、2 回目以後の推定チャネルを用いた処理—復号処理の繰り返しにおけるチャネル推定部 4 2 におけるチャネル推定に、ユニークワードのような既知情報の他に前回の硬判定シンボル情報をも用いて、チャネル推定をより正確に行うようにするものである。

【0 0 4 1】

図 1 0 に示した例においてアダプティブアレーアンテナ受信器 4 7 とターボデコーダ 4 6 との間を破線で示すように R A K E 受信器 4 5 を挿入してもよい。この場合、R A K E 受信器 4 5 における各シンボル位相回転補正、R A K E 合成のためのチャネル推定は、チャネル推定器 4 2 で兼用してもよく、個別に設けてもよい。

【0 0 4 2】

【発明の効果】

以上述べたようにこの発明によれば、多入力多出力 (M I M O) 受信方法を実現できる。定量的な効果として誤り率特性を図 3、図 4 に示す。各図において横軸の E_b / N_0 はビットエネルギー対ノイズ比である。シミュレーション条件とし

て以下を想定した。

ユーザ（送信機）数	2
各ユーザのマルチパス数	5
受信アンテナ数	2本
1フレーム内の情報シンボル数	450ビット
1フレーム内のユニークワード数	25ビット
チャネル推定法	RLS（忘却係数0.99）
誤り訂正符号	レート1/2，拘束長3畳み込み符号
ドップラ周波数	1000Hz（レイリーフェージング）
変調方式	BPSK
伝送速度	20Mbps
復号器	Max-Log-Mapデコーダ
繰り返し数	4回

なおフィルタ \mathbf{w} の計算には前記逆行列の補助定理による請求項4の近似は用いなかった。

【0043】

図3はチャネル推定は完全に行われた（推定誤差はなし）と、つまりチャネルは既知であると仮定した時の誤り率特性であり、ユーザ（送信機）数 $N=2$ 、受信アンテナ数 $M=2$ 、Rayleighパス数 $Q=5$ の場合である。繰り返しにより誤り率特性が大幅に改善されていることが分かる。これによりこの発明のMI-MO用ターボ受信方法は適切に動作することが分かる。

図4は繰り返しチャネル推定の効果を示す。横軸はしきい値 T_h である。 $E_b/N_0=4\text{ dB}$ に固定し（ E_b は1ユーザ分である）、 $T_h=1.0$ は1つもシンボル硬判定値が選ばれない、つまり繰り返し推定が行われない従来法と考えられる。この場合は図から明らかなようにチャネル推定が不正確なためBER特性の繰り返し効果は少ない。しきい値 $T_h=0$ は、硬判定値をそのまま全部用いる場合であり、このように情報シンボルの硬判定値も利用すると図から明らかなように平均ビット誤り率が改善され、それだけチャネル推定がかつ正確に行うことができることが理解される。更にしきい値 $T_h=0.2\sim0.6$ 程度では $T_h=$

0 の場合より平均ビット誤り率が小となっており、つまり確からしい硬判定値のみを利用した方が良いことがわかる。特に $T_h = 0.25$ 付近が好ましいことも理解される。

【0044】

図5に、しきい値により確からしい送信シンボル硬判定値をチャネル推定に用いる。つまり繰り返しチャネル推定を用いたMIMO受信方法の誤り率特性を曲線41に示す、この場合のしきい値は0.25に設定し、結果は繰り返し4回後の特性であり、 $N=2$ 、 $M=2$ 、 $Q=5$ Rayleigh、 $f_d T_s = 1/20000$ 、900シンボル/フレームである。比較のためチャネル推定が完全な場合の誤り率特性を曲線42に、従来の情報シンボルの硬判定値はチャネル推定に利用しない、つまり繰り返しなしのチャネル推定を用いたときの誤り率特性を曲線43に示す。このグラフより繰り返し推定を用いた場合、誤り率特性はチャネル推定完全の場合のそれに近づいていることが分かる。

【0045】

また上述したチャネル推定方法によれば、復号された軟判定値から、その硬判定値の確からしいか否かを判定し、確からしい硬判定値のシンボル情報をも、次の繰り返し受信処理の際のチャネル推定に利用することにより、チャネル推定をより正しく行うことができ、復号品質を向上することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

この発明が適用されるMIMOターボ送受信システムの機能構成を示す図。

【図2】

この発明における繰り返しチャネル推定法を説明するためのフレーム構成図。

【図3】

この発明を適用したMIMO受信器の誤り率特性図（チャネルは完全に推定されたと仮定し、 E_b （ビットエネルギー）：2ユーザ分 N_0 は雑音エネルギー）

【図4】

しきい値（ T_h ）を変化させて繰り返しチャネル推定を行った場合の誤り率特

性を示す。

【図 5】

この発明において、特に繰り返しチャネル推定を用いたMIMO受信器の誤り率特性図。

【図 6】

MIMOシステムの概念を示す図。

【図 7】

従来型シングルユーザ用ターボ送受信器の機能構成を示す図。

【図 8】

ターボイコライザを繰り返し行う受信器の例を示す図。

【図 9】

RAKE受信ターボ復号の繰り返しを行う受信器の例を示す図。

【図 1 0】

アダプティブアレーアンテナ受信ターボ後の繰り返しを行う受信器の例を示す図。

【図 1 1】

ターボイコライザ及びターボデコーダの概略を示す図。

【図 1 2】

受信信号に対し、推定チャネルを用いる処理と、その処理された信号の復号処理とを繰り返す受信器の概略を示す図。

【書類名】 図面

【図 1】

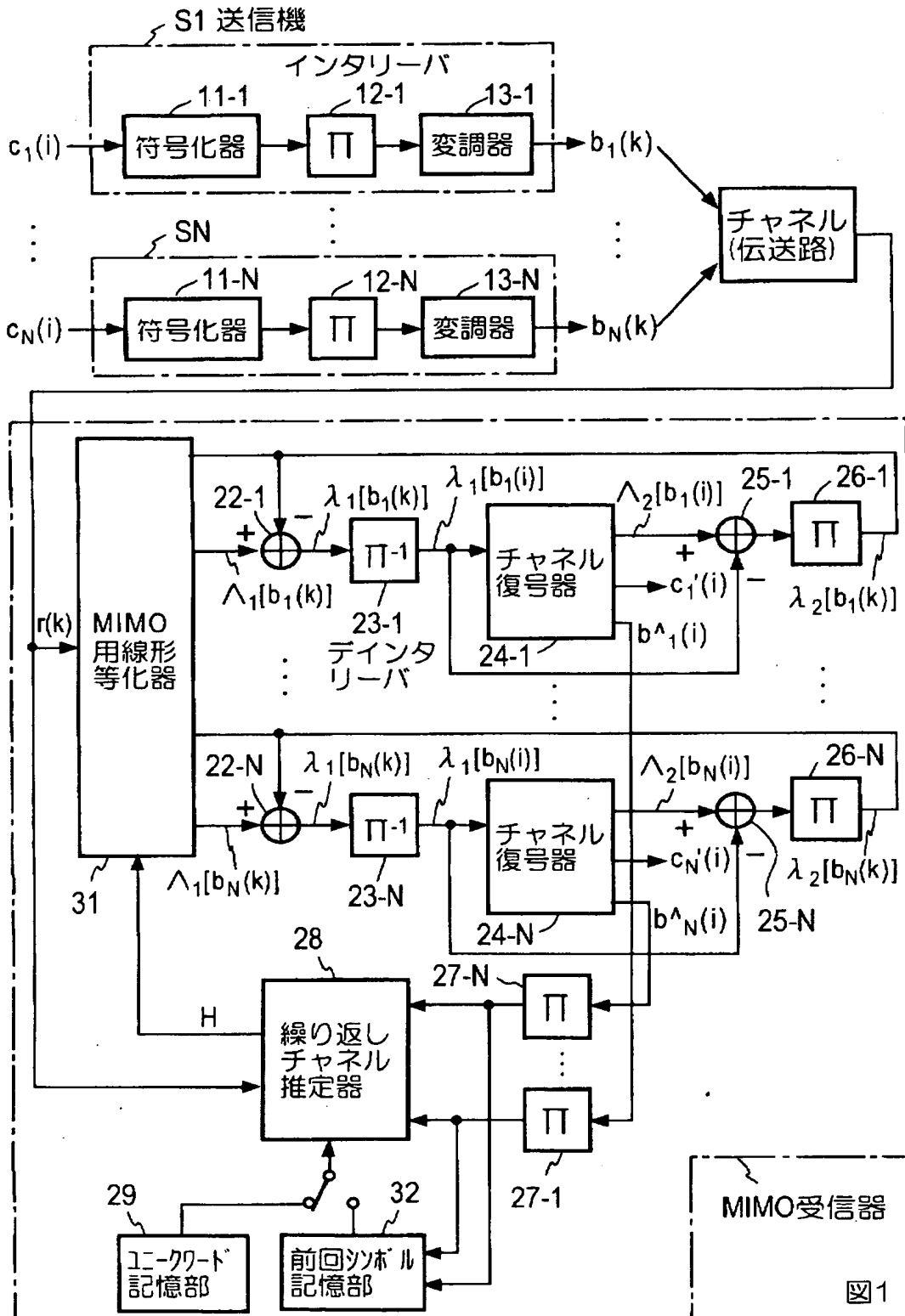
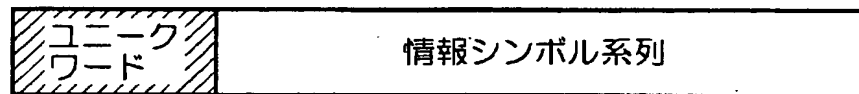


図1

【図 2】

A



B

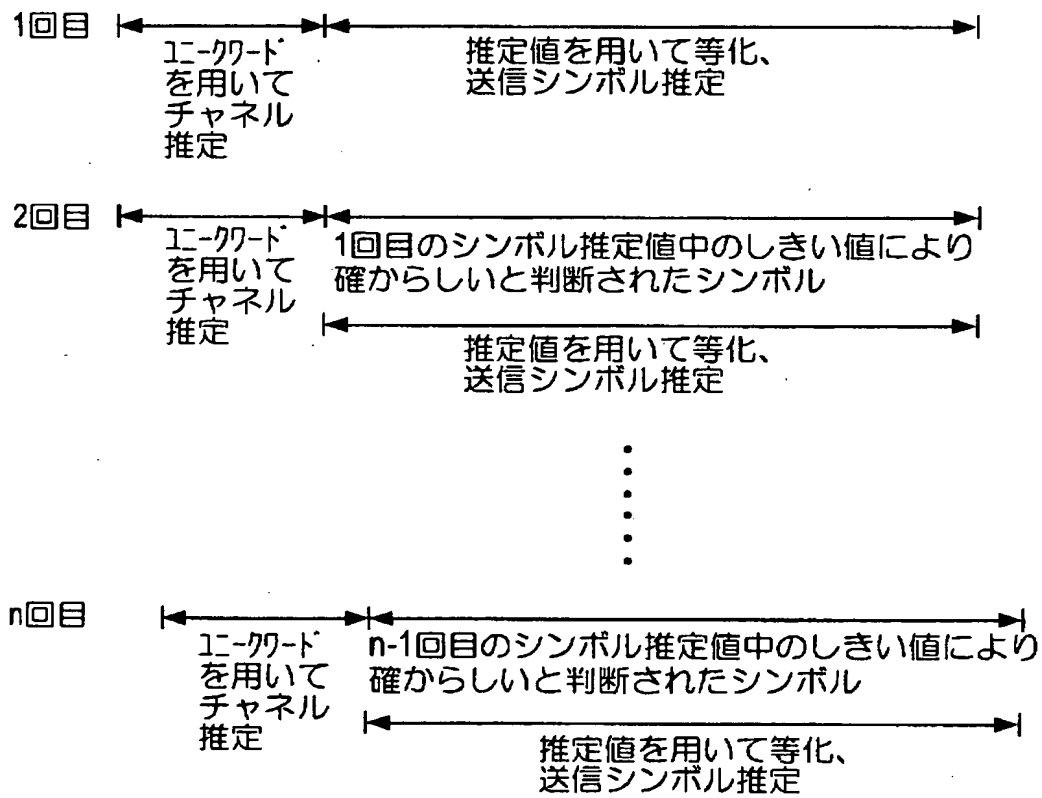


図2

【図 3】

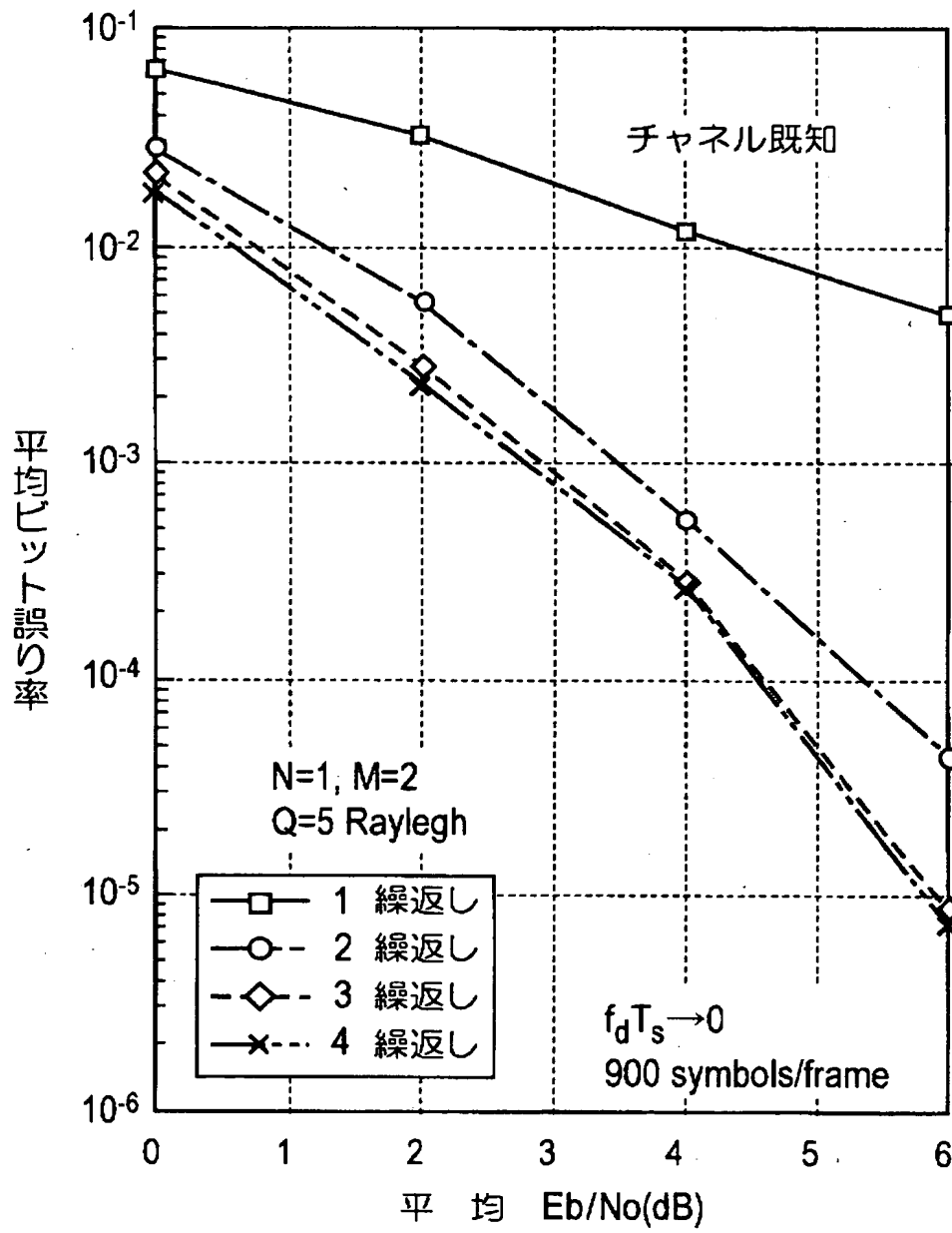


図3

【図 4】

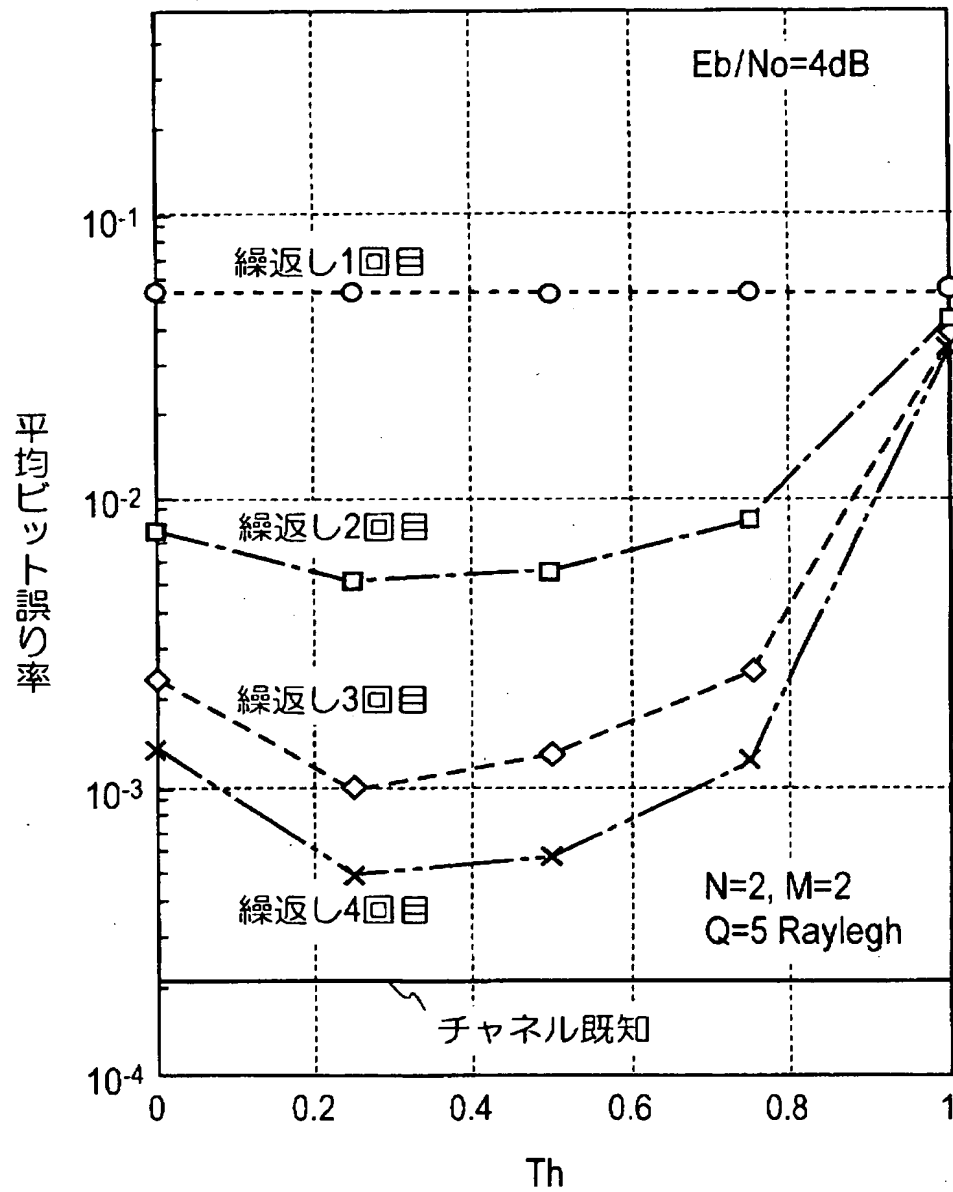


図4

【図 5】

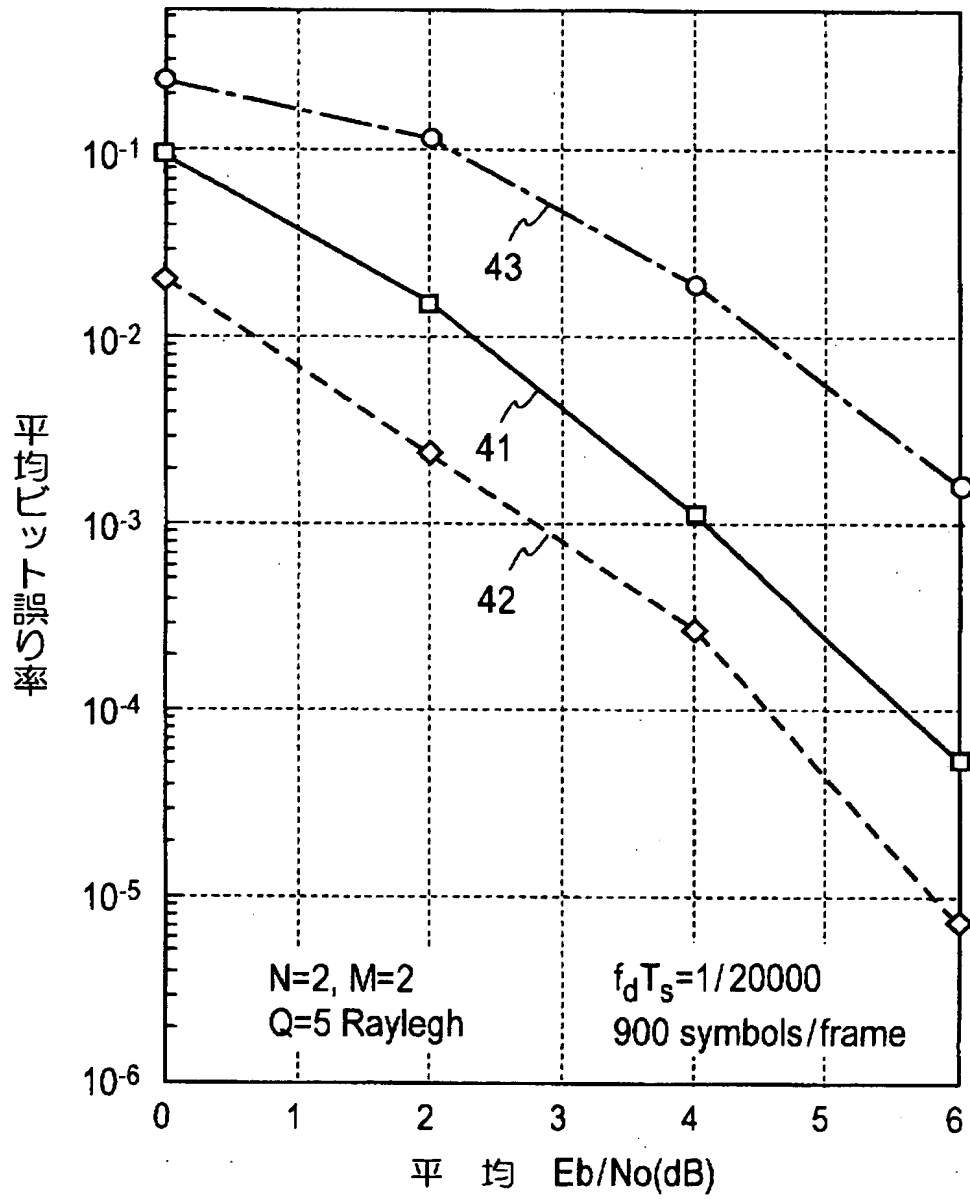


図5

【図 6】

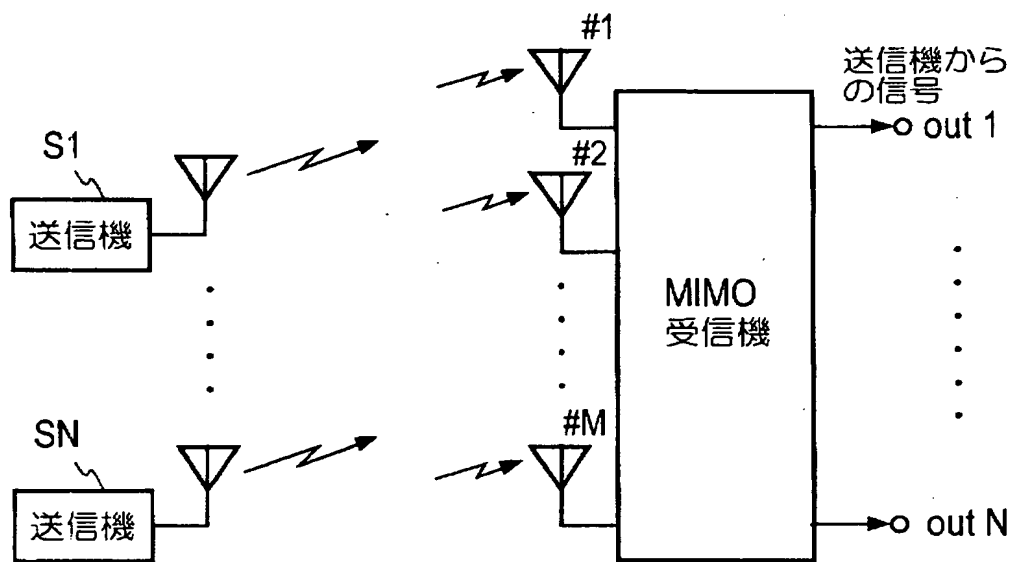
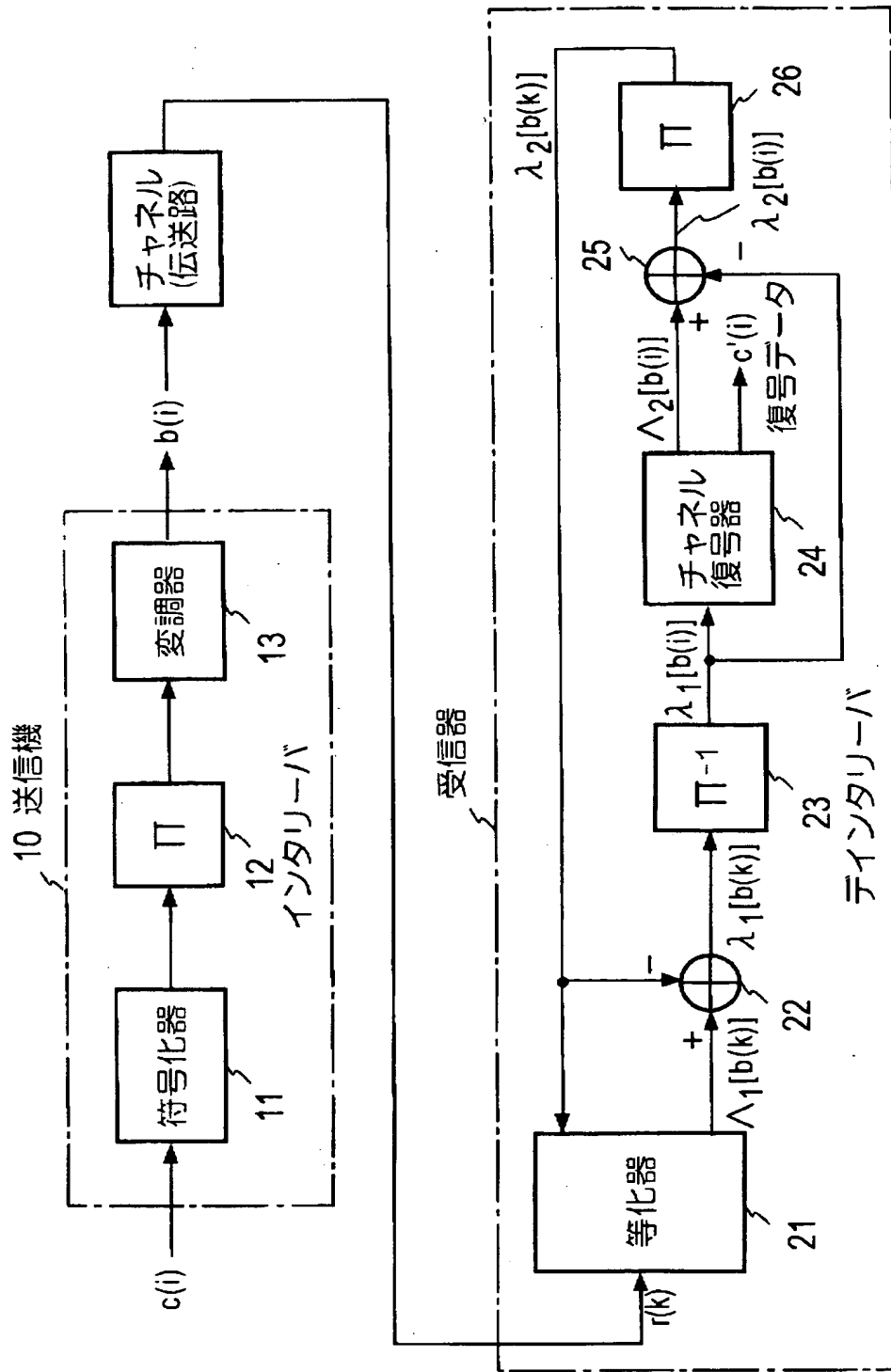


図6

【图 7】



【図 8】

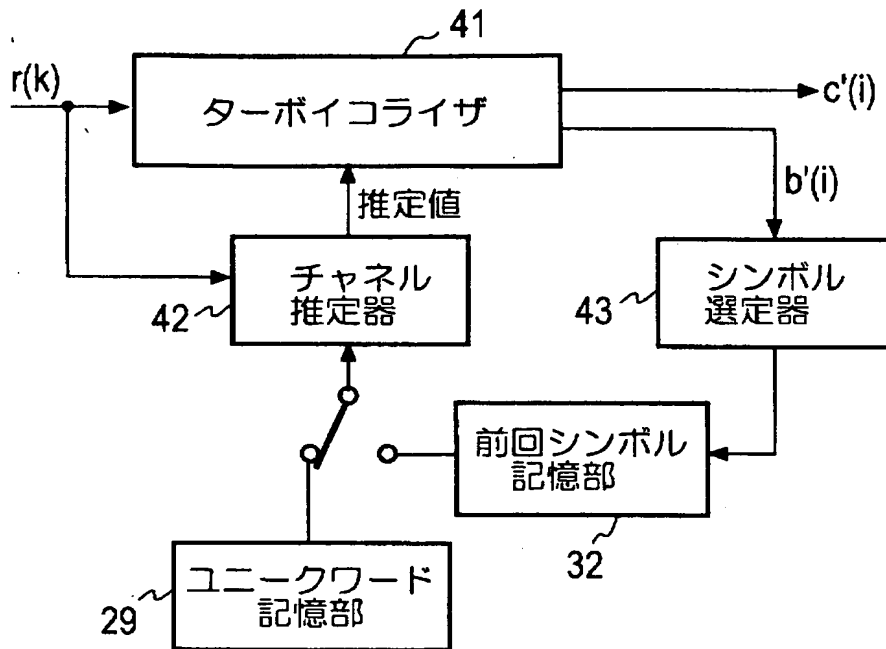


図8

【図 9】

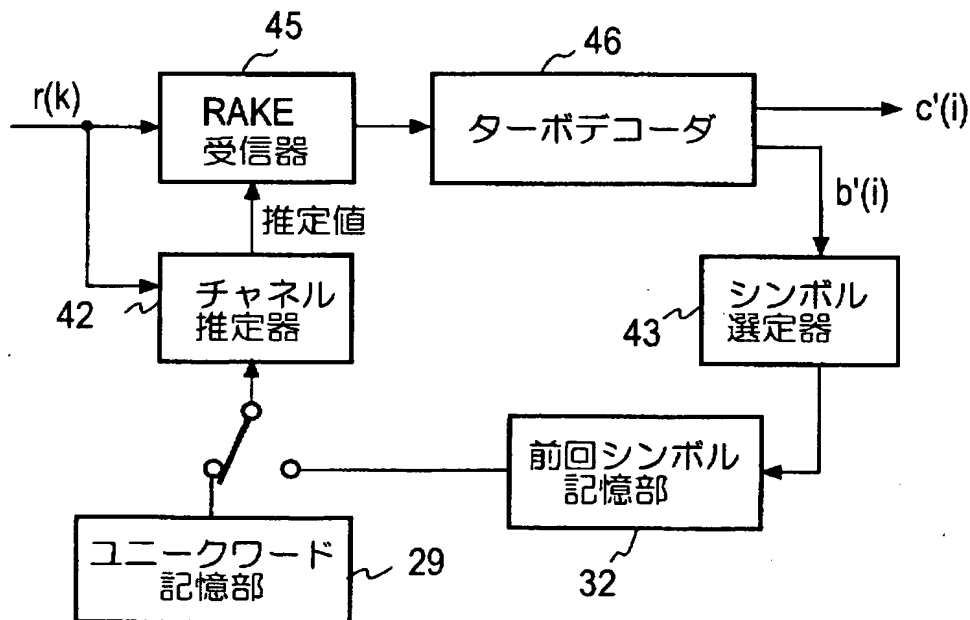


図9

【図 1 0】

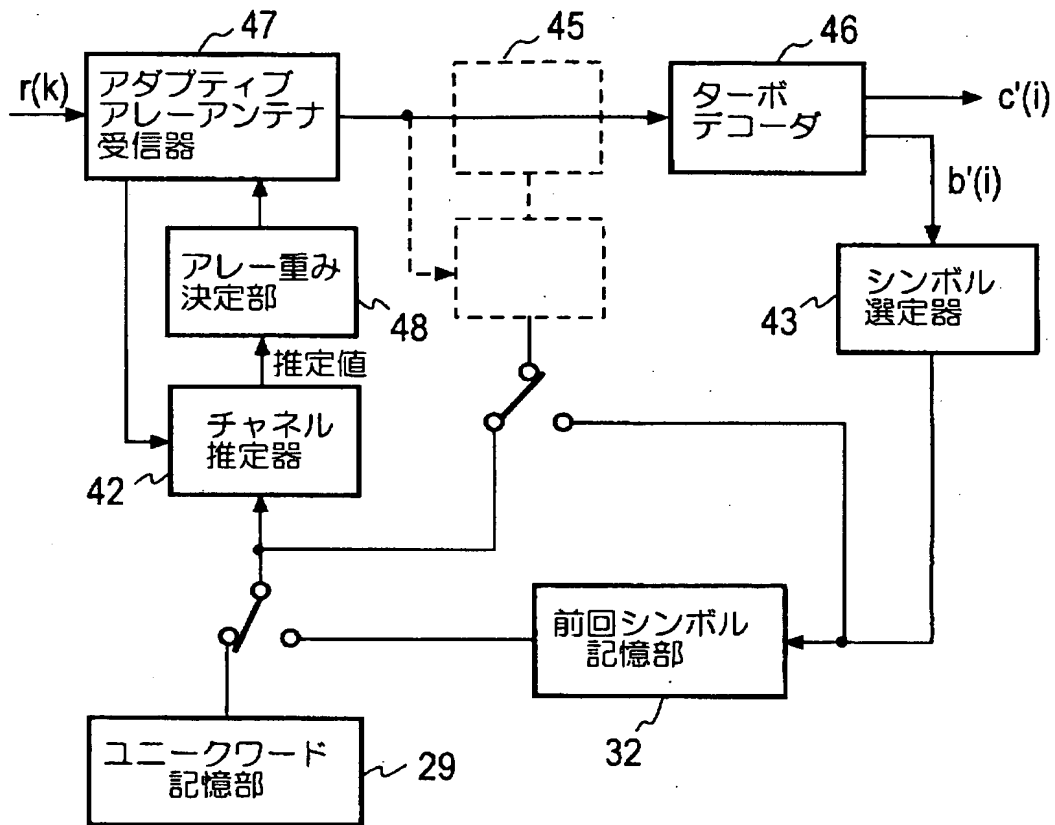


図 10

【図 1 1】

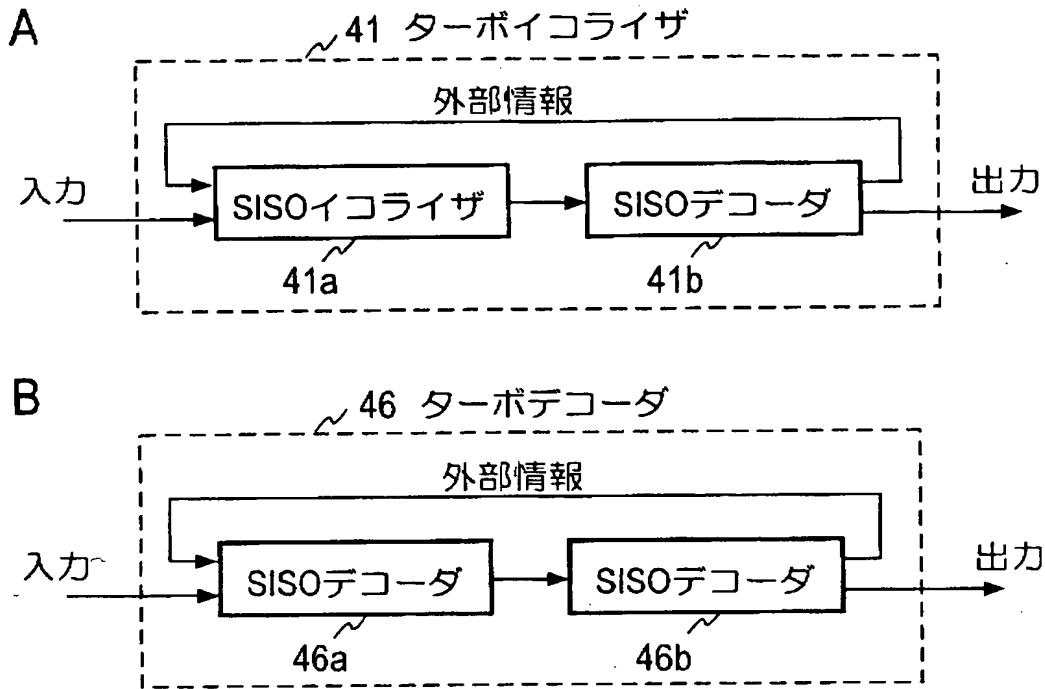


図11

【図 1 2】

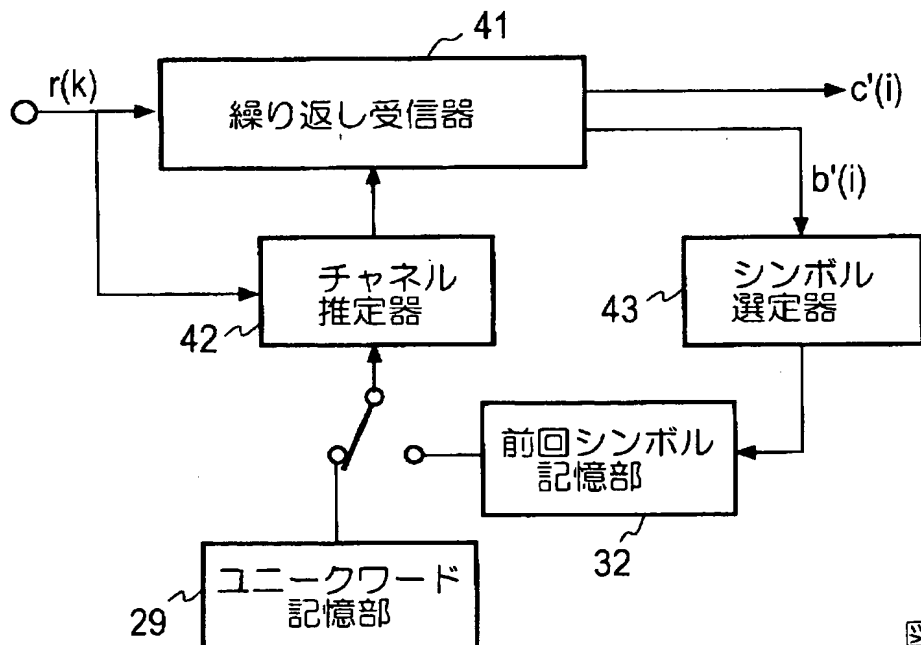


図12

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 ターボ受信方法において多入力多出力（複数ユーザ）の受信を可能とする。

【解決手段】 M個のアンテナからの受信信号 r_m ($m = 1, \dots, M$) と、トレーニング信号とにより、各伝送路のインパルス応答 $h_{mn}(q)$ を推定し（ユーザ数 N , $n = 1, \dots, N$ ）、

【数 9】

$$H = \begin{bmatrix} H(0) & \dots & H(Q-1) & 0 \\ & \ddots & & \ddots \\ 0 & & H(0) & \dots & H(Q-1) \end{bmatrix}$$

$H(q)$ は $h_{mn}(q)$ を要素とする M 行 N 列の行列

復号器からの $\lambda_2 [b_n(k)]$ により軟判定値 $b'_n(k)$ を求め、

$$B'(k) = [b'_1(k+Q-1) \dots b'_n(k) \dots b'_N(k-Q+1)]^T$$

$$b'_n(k+q) = [b'_1(k+q) b'_2(k+q) \dots b'_N(k+q)]^T$$

$$q = Q-1 \dots -Q+1 \quad q \neq 0 \text{ で}$$

$$b'_n(k) = [b'_1(k) \dots 0 \dots b'_N(k)]^T \quad q = 0 \text{ で、} 0 \text{ の位置は } n \text{ 番目、}$$

Q は各送信波のマルチパスの数、 $q = 1, \dots, Q$

符号間干渉 $HI \cdot B'(k)$ を求め、これを受信ベクトル $y(k)$ から差し引き、 $y'(k)$ を求め、 $y(k)$ と HI を用いて最小平均 2 乗誤差規範で $y'(k)$ 中の残余干渉成分を除する、 n 番目のユーザに対する適応フィルタ $w_n(k)$ を求め、 $y'(k)$ を $w(k)$ に通して干渉除去されたユーザ n からの受信信号として対数尤度比を得る。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [392026693]

1. 変更年月日 2000年 5月19日

[変更理由] 名称変更

住 所 東京都千代田区永田町二丁目11番1号

氏 名 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ